

LCL 입력 필터를 갖는 PWM 컨버터의 궤환 선형화 제어

金東憶*, 李東椿†, 金興根**

Feedback Linearization Control of PWM Converters with LCL Input Filters

Dong-Eok Kim, Dong-Choon Lee and Heung-Geun Kim

요 약

본 논문에서는 댐핑저항을 사용하지 않고 LCL필터를 사용한 AC/DC PWM 컨버터를 제어하기 위해 다중 루프 구조를 갖는 궤환선형화 제어기법을 제안한다. 궤환선형화 기법은 시스템의 비선형성을 제거하여 선형적으로 제어기를 설계할 수 있는 방법으로 우수한 동특성을 얻을 수 있다. 궤환선형화와 더불어 다중루프를 적용하여 컨버터 입력전류를 제한함으로써 컨버터의 과전류를 방지할 수 있다. 사용되는 센서의 개수를 줄이기 위해 전원전압과 전원전류가 추정된다. 제시된 제어 알고리즘은 시뮬레이션 및 실험을 통해 그 타당성이 검증된다.

ABSTRACT

This paper proposes a feedback linearization control scheme of AC/DC PWM converters with LCL input filters using no damping resistors. This feedback linearization scheme can eliminate the non-linearity of the system. So, the controller of the system can be designed by using linear control theory, which gives a good transient response. The cascade structure of the controller makes the converter current be controlled within a certain limit. To reduce the number of sensors, the source voltage and current is estimated. The validity of the proposed control algorithm is verified by simulation and experimental results.

Key Words : PWM converter, LCL filters, feedback linearization

1. 서 론

승압용 인덕터(L) 필터를 사용하는 일반적인 3상 AC/DC PWM 컨버터는 출력 DC 전압제어 및 정현파

형태의 입력전류 제어가 가능하지만 스위칭 주파수 리플을 발생시켜 계통에 연계된 타 장비에 EMI 문제를 야기할 우려가 있다. 이러한 문제는 L의 값을 증가시키면 해결이 가능하지만 인덕터의 크기와 가격이 증가하고 시스템 동특성이 감소된다. 이와 같은 문제를 방지하기 위해 LC 필터 혹은 LCL 필터가 사용되며, LCL 필터를 사용할 경우 시스템의 동특성을 유지할 수 있는 기존의 L값을 사용하면서도 스위칭 주파수 리플을 감소시킬 수 있다는 장점을 지닌다^[1].

LCL 필터의 경우 구조의 특성상 발생하는 공진문제를 고려해야 하는데, 일반적으로 C와 직렬로

*교신저자 : 정회원, 영남대 전기공학과 교수

E-mail : dclee@yu.ac.kr

†학생회원, 영남대 전기공학과 석사과정

**정회원, 경북대 전자전기컴퓨터학부 교수

접수일자 : 2007. 8. 16 1차 심사 : 2007. 9. 20

2차 심사 : 2007. 12. 14 심사완료 : 2007. 12. 20

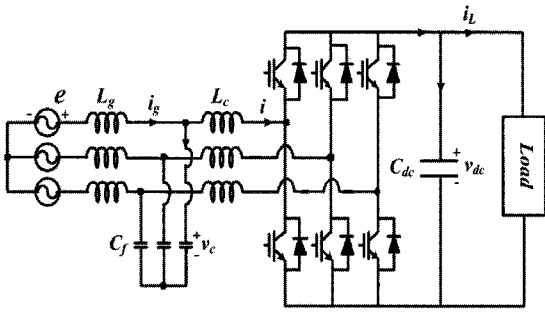


그림 1 LCL 입력 필터를 갖는 3상 PWM 컨버터
Fig. 1 Three-phase PWM converter with LCL input filters

연결된 댐핑저항을 사용한다. 그러나 저항은 손실을 야기하므로 능동 댐핑 혹은 가상저항^[2]을 사용하여 제어적으로 공진문제를 해결하기도 하는데, 적절한 능동 댐핑을 설계하기 위해서는 필터 및 전원임피던스에 대한 정확한 파라미터 정보가 필요하며, 가상저항을 사용하기 위해서는 커패시터 전압을 측정하여야 하므로 추가적인 센서가 필요하다. 이 외 유전자 알고리즘을 이용하여 추가센서와 정확한 파라미터 정보없이 능동 댐핑을 사용하는 제어방법이 있다^[3]. 커패시터 전류를 이용한 다중 루프 구조^[4]에서는 내부 제어계로서 커패시터 전류를 제어하여 공진문제를 해결하는데, 이 경우 또한 커패시터 전류의 측정이 필요하다. 이 외에도 센서의 위치 선택을 통한 문제 해결 방법^[5] 등이 발표되었으며, 실제로 컨버터 입력 전류를 측정하여 제어한다면 보다 작은 댐핑저항으로도 컨버터 제어가 가능하나 단위 역률 제어가 어렵고, 전원 전류를 제어하기 위해서는 댐핑저항이 필요하다.

케환선형화 이론은 시스템 동적 모델에서 비선형성을 역으로 보상하여 비선형성을 보상하는 우수한 제어 방법으로^[6] 병렬형 능동필터 및 3-레벨 NPC Boost 컨버터 제어^[7]에 적용된바 있다.

본 논문에서는 댐핑저항을 사용하지 않고 LCL 필터를 갖는 PWM 컨버터를 제어하기 위해 케환선형화 이론을 적용한다. 시스템을 컨버터 입력전류와 기준전압을 입력으로 가지는 두 개의 상태방정식으로 표현하고 각각에 대해 케환선형화 이론을 적용하여 동특성을 향상시키며 컨버터 입력 전류를 제어하여 과전류를 방지할 수 있다는 장점을 지닌다. 또 전원전압과 전원전류를 추정함으로써 센서의 개수를 줄일 수 있다. 제시된 제어 알고리즘은 시뮬레이션과 실험을 통해 그 타당성이 검증된다.

2. LCL 필터를 갖는 PWM 컨버터 제어

2.1 시스템 모델링

그림 1은 LCL입력 필터를 갖는 3상 AC/DC PWM 컨버터를 나타낸다. 여기서 필터 인덕터와 커패시터에서의 저항 성분 그리고 입력 선저항은 무시된다. L_g 는 전원측 필터 인덕터, L_c 는 컨버터측 필터 인덕터, C_f 는 필터 커패시터이다. 그리고 i_g 는 전원측 전류, i 는 컨버터 입력전류, v_c 는 필터 커패시터의 양단 전압이다. C_{dc} 는 출력 커패시터, v_{dc} 는 출력전압, i_L 은 출력 전류이다. 출력 커패시터의 전력변화율은 입력 전력과 출력 전력의 차로 구해지므로, 위 시스템은 외란 성분을 포함하는 식 (1)의 비선형 상태방정식으로 표현된다.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{gd} \\ \dot{i}_{gq} \\ \dot{v}_{cd} \\ \dot{v}_{cq} \\ \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \\ \dot{v}_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega & -1/L_g & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\omega & 0 & 0 & -1/L_g & 0 & 0 & 0 \\ 1/C_f & 0 & 0 & \omega & -1/C_f & 0 & 0 \\ 0 & 1/C_f & -\omega & 0 & 0 & -1/C_f & 0 \\ 0 & 0 & 1/L_c & 0 & 0 & \omega & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/L_c & -\omega & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3e_q}{2C_{dc}v_{dc}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{gd} \\ i_{gq} \\ v_{cd} \\ v_{cq} \\ i_d \\ i_q \\ v_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -1/L_c & 0 \\ 0 & -1/L_c \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_d/L_g \\ e_q/L_g \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -i_L/C_{dc} \end{bmatrix} \quad (1)$$

식(1)에서 아래첨자 d 와 q 는 각각 동기좌표계 d, q 축을 의미하고, ω 는 동기 각주파수를 말한다. 식(1)은 본래 컨버터 기준전압을 입력으로 가지지만, 이것을 변환하면 식(2)의 컨버터측 전류를 입력으로 가지는 상태방정식과 식(3)의 컨버터 기준전압을 입력으로 가지는 상태방정식으로 각각 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{qd} \\ \dot{i}_{qq} \\ \dot{v}_{cd} \\ \dot{v}_{cq} \\ \dot{v}_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega & -1/L_g & 0 & 0 \\ -\omega & 0 & 0 & -1/L_g & 0 \\ 1/C_f & 0 & 0 & \omega & 0 \\ 0 & 1/C_f & -\omega & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3e_q}{2C_{dc}v_{dc}} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qd} \\ i_{qq} \\ v_{cd} \\ v_{cq} \\ v_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -1 & 0 \\ 0 & -1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_d/L_g \\ e_q/L_g \\ 0 \\ 0 \\ -i_L/C_{dc} \end{bmatrix} \quad (2)$$

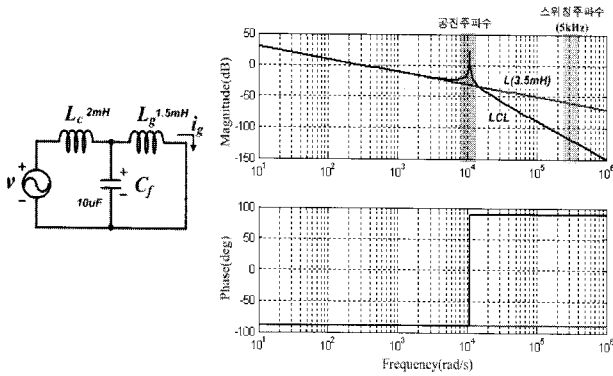


그림 2 LCL 필터와 L필터의 주파수 특성
Fig. 2 Frequency characteristics of LCL and L filters

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_c} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_c} v_{cd} \\ \frac{1}{L_c} v_{cq} \end{bmatrix} \quad (3)$$

2.2 LCL 필터

L필터와 LCL필터의 주파수 특성을 살펴보기 위해 전달함수를 표시하면 다음과 같다.

$$Z_{LCL}(S) = \frac{L_c L_g C_f S^3 + (L_c + L_g) S}{L_c C_f S^2 + 1} \quad (4)$$

$$\frac{i_g(S)}{v(S)} = \frac{1}{L_c L_g C_f S^3 + (L_c + L_g) S} \quad (5)$$

그림 2는 동일한 인덕턴스를 가진 LCL 필터와 L 필터의 고주파 리플 제거 특성을 보여준다. 식(4), (5)는 각각 LCL 필터의 등가임피던스와 전달함수이다. LCL 필터의 성능이 L필터에 비해 우수하나 공진문제가 발생함을 알 수 있다.

2.3 궤환선형화

궤환선형화 방법이란 원래의 비선형 시스템 모델을 간단한 형태의 등가적인 선형 모델로 변환하고 잘 알려진 선형 제어 이론을 적용하여 제어기를 설계하여 시스템을 제어하는 것이다. 먼저 궤환선형화 과정을 위해 식(2)를 식(6), (7)과 같은 다중 입력 다중 출력 (Multi-Input Multi- Output) 시스템으로 표현한다. 여기서 출력과 입력의 차수는 '2'로 서로 동일하다.

$$\dot{x} = f(x) + gu + e \quad (6)$$

$$y = h(x) \quad (7)$$

식 (2)에서 i_{gd} 와 v_{dc} 를 출력으로 선정하고 선정된 출력방정식 (7)을 입력이 나타날 때까지 미분하면 다음과 같은 새로운 출력방정식을 얻는다.

$$y^r = A(x) + E(x)u \quad (8)$$

여기서, $y^r = [i_{gd}^r, v_{dc}^r]$, $u = [i_q, i_d]$

$$A(x) = \begin{bmatrix} \frac{\omega}{L_g} e_q - \frac{2\omega}{L_g} v_{cq} - \frac{1}{L_g C_f} i_{gd} - \omega^2 i_{gd} \\ -\frac{3e_q i_{gd}}{C_{dc} v_{dc}^2} v_{dc} - \frac{3e_q v_{dc}}{2C_{dc} v_{dc}^2} i_{gd} + \frac{3e_q (v_{dc})^2}{C_{dc} v_{dc}^3} i_{gd} + \frac{3\omega e_q}{C_{dc} L_g v_{dc}} v_{cd} \\ -\frac{3e_q}{2C_{dc} L_g C_f v_{dc}} i_{gd} - \frac{3\omega^2 e_q}{2C_{dc} v_{dc}} i_{gd} - \frac{i_L}{C_{dc}} \end{bmatrix}$$

$$E(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_g C_f} & 0 \\ 0 & \frac{3e_q}{2C_{dc} L_g C_f v_{dc}} \end{bmatrix}, \quad v_{dc}^r = \frac{3e_q i_{gd}}{2C_{dc} v_{dc}} - \frac{3e_q i_{gd} v_{dc}}{2C_{dc} v_{dc}^2} - \frac{i_L}{C_{dc}}$$

출력의 미분회수는 상대지수(relative degree)라고 부르며 만일 상대지수의 총 합이 시스템의 차수와 같을 경우 내부 다이내믹스가 존재하지 않으므로 내부 다이내믹스의 안정성에 대해서는 고려하지 않아도 된다. 이 경우 비선형 시스템의 완전한 입·출력 선형화가 이루어진다고 할 수 있다[8]. 식(8)에서 E(x)는 비결합(decoupling) 행렬이며, 입·출력 비결합이 가능하기 위해서는 이 행렬이 모든 동작점에 대해 정칙행렬이 되어야 한다. 선형화 및 비간섭된 동작을 가능케 하는 비선형 제어 입력은 다음과 같이 주어진다.

$$u = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = E^{-1}(x) \left[\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} - A(x) \right] \quad (9)$$

여기서, $E^{-1}(x) = \begin{bmatrix} L_g C_f & 0 \\ 0 & \frac{2C_{dc} L_g C_f v_{dc}}{3e_q} \end{bmatrix}$

식(9)를 (8)에 대입하면, 식(10)과 같은 선형화 및 비결합 모델을 얻을 수 있으며, v_i 는 오직 출력 y^r 에 대해서만 영향을 미치므로 비간섭제어 입력이라고 부른다.

$$y^r = \begin{bmatrix} i_{gd}^r \\ v_{dc}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \quad (10)$$

새로운 제어 입력에 대한 제어법칙으로서 다음과

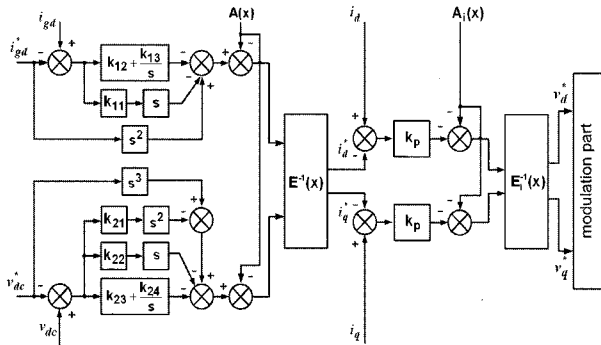


그림 3 비선형 제어 블록도
Fig. 3 Control block diagram for nonlinear control

같은 추종제어가 적용된다^[8].

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{1ref}'' - k_{11}e_1' - k_{12}e_1 - k_{13} \int e_1 \\ y_{2ref}''' - k_{21}e_2'' - k_{22}e_2' - k_{23}e_2 - k_{24} \int e_2 \end{bmatrix} \quad (11)$$

여기서 $e_1 = y_1 - y_{1ref}$, $e_2 = y_2 - y_{2ref}$ 이며, y_{ref} 는 추종 지령으로 전원측 기준전류(y_{1ref})와 출력 커패시터 기준 전압(y_{2ref})을 의미하고, k_{ij} 는 이득을 뜻한다. 식(11)의 오차 동적방정식을 0으로 수렴하게 하는 이득을 정함으로써 추종제어가 가능하다. 식(3)은 선형 상태방정식 이므로 궤환선형화 과정을 거치면 일반적인 전항보상을 통한 비간섭 제어 방법과 동일한 결과를 준다.

그림 3은 제안된 방법의 제어 블록도를 나타낸다. 그림 3에서 보이듯이 내부 루프의 정상상태 오차는 외부 루프의 성능에는 영향을 미치지 않으므로 비례 이득만을 사용한다^[4]. 그림 3에서 $A_i(x)$ 와 $E_i(x)$ 는 다음과 같다.

$$A_i(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} v_{cd} + \omega i_q \\ \frac{1}{L} v_{cq} - \omega i_d \end{bmatrix}, \quad E_i(x) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_c} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_c} \end{bmatrix}$$

그림 4는 적분기 내부의 값을 제어기 출력의 제한 값에 따라 적절히 제한하기 위해 Anti-windup이 추가된 제어 블록도를 보여준다^[9]. 식(11)의 추종 제어방법은 그림 5에 표현된 제어 방법과 동일하며, 식(2)를 통해 커패시터의 미분성분 즉 커패시터 전류가 비례제어를 통해서 간접적으로 제어되고 있음을 알 수 있다. 따라서 궤환선형화를 사용할 경우 댐핑저항 없이도시스

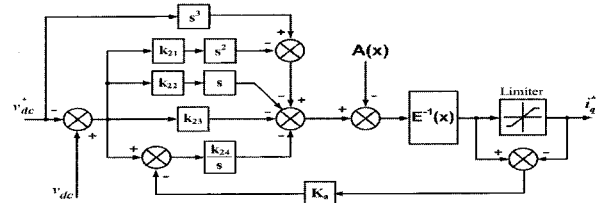


그림 4 Anti-windup이 추가된 제어 블록도
Fig. 4 Control block diagram with anti-windup

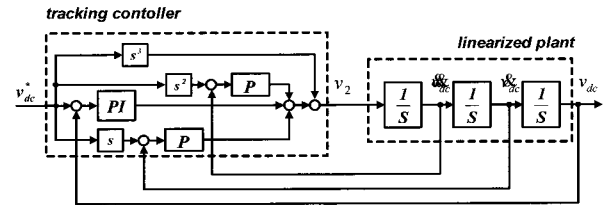


그림 5 전압 제어 시스템의 궤환 선형화된 제어 블록도
Fig. 5 Control block diagram of feedback-linearized voltage control system

템을 안정하게 제어할 수 있다. 그러나 내부루프의 전류제어기 이득을 지나치게 크게 설정할 경우역시 공진에 의해 시스템이 불안정해질 수 있다.

2.4 전류, 전압 추정

제안된 궤환선형화 방법에서 커패시터 전압과 컨버터 전류는 측정되며, 센서의 수를 줄이기 위해 전원전압과 전원전류는 추정하여 사용한다. 그림 6은 전원전류 추정기의 블록도이다. 그림 6에서 알 수 있듯이 전원전류 추정을 위한 dq축 차분방정식은 식(12)와 같으며^[10],

$$i_{gdq}(k) = \frac{1}{2} [i_{dq}(k) + i_{dq}(k-1)] + \frac{C_f}{T_s} [v_{cdq}(k) - v_{cdq}(k-1)] \mp \frac{\omega C_f}{2} [v_{cdq}(k) + v_{cdq}(k-1)] \quad (12)$$

추정된 전류는 미분 과정에 의해 야기된 잡음을 제거하기 위해 1차 저역 통과 필터를 거친다.

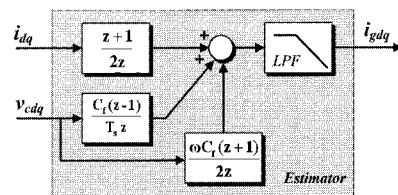


그림 6 전원전류 추정기
Fig. 6 Source current estimator

전원전압 추정과정도 전류 추정과정과 동일하며, 여기서 추정된 전원전압은 각 제어기를 통해 제어각을 추출하는데 사용된다. 전원전압 추정을 위한 dq축 차분 방정식은 식(13)과 같다.

$$e_{dq}(k) = \frac{1}{2} [v_{cdq}(k) + v_{cdq}(k-1)] + \frac{L_g}{T_s} [i_{gdq}(k) - i_{gdq}(k-1)] \mp \frac{\omega L_g}{2} [i_{gdq}(k) + i_{gdq}(k-1)] \quad (13)$$

2.5 근계적을 이용한 안정도 해석

그림 5에서 보이듯이 폐환선형화 방법에 의해 비선형 시스템은 순수 적분기들로 구성된 선형시스템으로 변환된다. 그러나 시스템이 선형화되었다고 해서 반드시 안정한 시스템은 아니므로 식(11)에 나타난 추종 제어기를 추가하여 시스템의 안정성을 보장해 주어야 한다.

그림 7은 비선형적인 전압제어 시스템이 선형화된 후 추종제어기가 도입된 경우의 근계적과 이득여유 및 위상여유를 나타낸 것이다. 여기에 사용된 개루프 전달함수는 식(14)와 같다.

$$G_o(s) = \frac{K(s+a)(s+b)(s+c)}{s} \cdot \frac{d}{s+d} \cdot \frac{1}{s^3} \quad (14)$$

여기서 $k_{21}=K$, $k_{22}=K(a+b+c)$, $k_{23}=K(ab+bc+ca)$, $k_{24}=K(abc)$, d 는 내부루프의 이득이고 $a \sim d$ 는 상수이다. 그림 7(a)는 추종 제어기에서 $k_{21}=0$ 으로 설정한 경우의 근계적으로, 시스템이 선형화되었지만 불안정함을 알 수 있다. 그림 7(b)는 식(14)에 대한 근계적이며, $K=2634$, $a=114$, $b=16$, $c=2$, $d=8000$ 이다. 모든 극점이 좌반부에 위치하며 이득이 높아지더라도 극점은 우반부로 넘어가지 않는다. 그림 7(c)는 개루프 전달함수의 보드선도이며 이득여유는 44.3dB, 위상여유는 69.5° 로 충분히 안정함을 알 수 있다.

3. 시뮬레이션 및 실험

3.1 시뮬레이션

제안된 제어기와 부하전류를 전향 보상한 PI제어기의 성능을 비교하기 위해 PSIM을 이용하여 시뮬레이션을 수행하였다. 미분제어기는 노이즈에 취약하여 디지털 구현에 문제가 있으므로 이는 저주파 통과필터를 거친 값을 사용함으로써 해결한다. 본 연구에서는 직류링크전압의 경우 절점주파수가 300[Hz], d-축 전원전류의 경우(그림 6) 1000[Hz]인 저주파통과필터가 사용된다.

제안된 방법과 더불어 전원전류제어를 이용한 PI제어기가 비교된다. 센서를 통해 전원전압과 전원전류가 측정되며 d축 전류는 0으로 제어된다. L_g 는 1.5mH이고 L_c 는 2mH이며, C_f 는 10uF이다. LCL 필터의 공진 주파수는 1.72[kHz] 그리고 스위칭 주파수는 5[kHz]이다. LCL 필터 설계에 관해서는 [11]에 자세히 언급되어 있다.

330Ω의 저항부하가 연결된 상태에서 0.3초에 또 다른 50Ω의 저항부하가 인가되었으며, 0.5초에 제거되었다. 그림 8, 9는 각각의 시뮬레이션 결과를 보여주고 있다.

Case 1에서는 공진을 방지하기 위해 댐핑저항 5Ω이 사용되었으나 부하 인가시 약간의 공진을 관찰할 수 있으며, 댐핑저항에 의해 필터의 성능이 감소하였음을 알 수 있다.

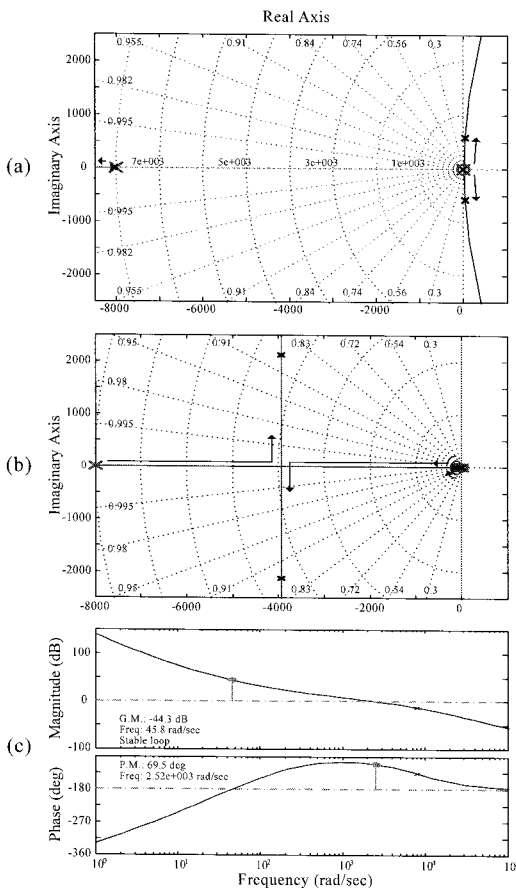


그림 7 근계적 : (a) PID 제어기 사용 (b) 추종제어기 사용, (c) 개루프 보드선도

Fig. 7 Root locus : (a) PID controller (b) tracking controller, (b) Bode plot

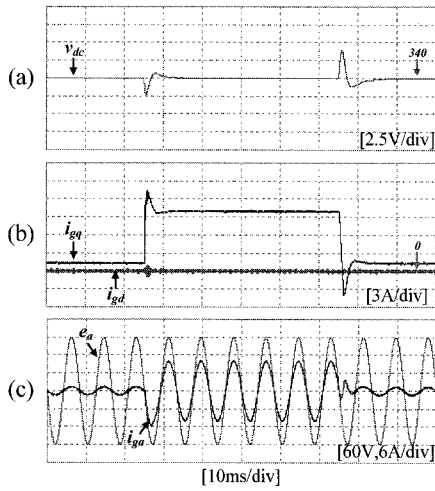


그림 8 PI(전원전류 측정) + 부하전류 전항보상 (case 1)
 Fig. 8 PI control with load current compensation (grid current measured)

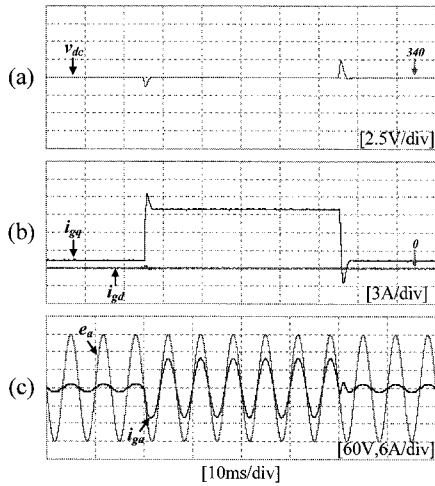


그림 9 제안된 제어기 (case 2)
 Fig. 9 Proposed controller

Case 2는 제안된 제어기의 성능을 보여주고 있다. 댐핑저항을 사용하지 않았음에도 공진현상은 거의 보이지 않으며, DC 링크전압의 과도상태응답이 PI제어기에 비해 뛰어난 것을 알 수 있다.

일반적인 L필터를 사용하였을 경우의 전원전류 스위칭 리플성분은 3.94%이며 거의 4%에 달하는데 반해서, Case1의 전원전류 스위칭 리플성분은 1.26%로 감소되었으며, Case2의 전원전류 스위칭 리플성분은 0.71%까지 감소되었다.

시뮬레이션에서 사용된 이득은 $k_{11}=7.05 \times 10^3$, $k_{12}=2.0 \times 10^7$, $k_{13}=2.5 \times 10^8$, $k_{21}=1.05 \times 10^4$, $k_{22}=3.68 \times 10^7$, $k_{23}=2.16 \times 10^{10}$, $k_{24}=4.28 \times 10^{11}$, $k_p=8000$ 이다.

3.2 실험결과 및 검토

제안한 알고리즘의 타당성을 검증하기 위해 실험이 수행된다. 제어를 위한 연산은 TMS320VC33 DSP에서 이루어진다. IGBT PWM 컨버터의 스위칭 주파수는 5[kHz]이고, LCL 필터 및 댐핑저항 값은 시뮬레이션과 동일하다. 3상 입력 선간전압은 220Vrms이고, 직류단 커패시터는 1950[uF] 그리고 출력전압 지령은 340[V]이며, 컨버터 부하는 330/50[Ω]을 사용하였다.

그림 10은 실험시 사용된 전원전압을 보인다. 약간의 5차 및 7차 고조파와 불평형이 포함되어 있다.

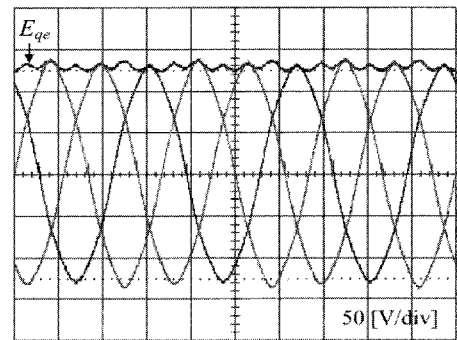


그림 10 3상 전원전압 및 q축 전압
 Fig. 10 3 phase source voltage and q-axis voltage

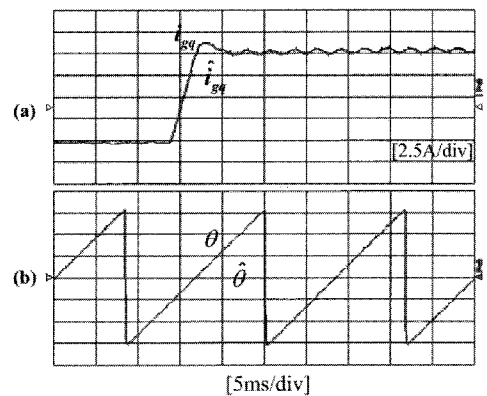


그림 11 추정 특성 (a) q축 실제 전원전류와 추정된 전원전류 (b) 실제 전원전압과 추정된 전원전압을 이용한 제어각
 Fig. 11 Estimation performance (a) q-axis real grid current and estimated grid current (b) angle generated with real source voltage and with estimated source voltage

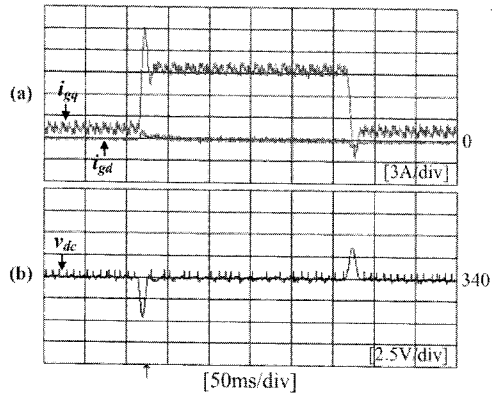


그림 12 PI제어기(+부하전류 전향보상) (a) d-q축 전원전류 (b) 직류단 전압
 Fig. 12 PI controller with load current compensation (a) dq-axis grid current (b) dc-link voltage

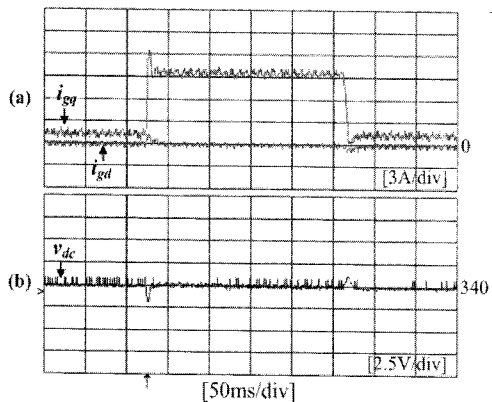


그림 13 제안하는 제어기 (a) d-q축 전원전류 (b) 직류단 전압
 Fig. 13 proposed controller (a) dq-axis grid current (b) dc-link voltage

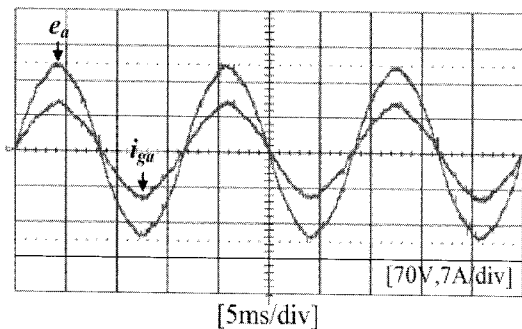


그림 14 (a) 전원 상전압 (b) 측정된 전원전류
 Fig. 14 (a) Phase source voltage (b) measured phase grid current

그림 11은 제안된 방법에서 사용된 추정 전원전류와 측정된 전원전압을 이용하여 생성된 제어각을 나타내며, 실제값과 차이가 없음을 보인다.

그림 12는 측정된 전원전류를 사용하는 PI제어기의 성능을 보이며, 그림 13은 제안하는 방법의 성능을 보여주고 있다.

실험에 사용된 PI 전류제어기의 이득은 $k_p = w_c L_T$ 와 $k_i = w_c R$ 이고 ($w_c = 4000$, $L_T = 0.0035$, $R = 0.1$), PI 전압제어기의 이득은 $k_p = 2\zeta w_v C_{dc}$ 와 $k_i = w_v^2 C_{dc}$ 이다 ($\zeta = 1$, $w_v = 250$, $C_{dc} = 0.00195$).

330[Ω]의 저항이 연결되어 동작하고 있는 상태에서 50[Ω]의 부하를 병렬로 인가하였으며, 이때의 전원전류 및 직류단 전압 응답특성을 관찰하였다. 부하 인가 시 PI제어기에서는 q축 전원전류가 약 15[A]까지 증가하였으며, 직류단 전압은 약 5[V]정도의 변화를 보였다. 이에 비해 제안하는 제어기에서는 q축 전원전류가 12[A]정도까지 증가하였고, 직류단 전압은 2.5[V]보다 작은 변화를 보였다. 따라서 PI 제어기에 비해 제안하는 제어기의 오버슈트와 정상상태 리플이 더 작음을 알 수 있으며, 직류단 전압의 과도상태 성능 또한 제안하는 제어기의 성능이 우수함을 알 수 있다.

그림 14는 제안하는 제어기의 전원 상전압과 실제로 측정된 전원전류를 보여주고 있으며, 전류에 스위칭 리플성분이 거의 보이지 않음을 알 수 있다.

4. 결 론

본 논문에서는 LCL 필터를 갖는 3상 PWM 컨버터의 제어를 위한 궤환선형화 제어기법을 제안하였다. 제시된 제어기법으로 동일한 용량의 L필터에 비해 스위칭 리플제거 효과가 우수함을 확인하였으며, LCL 필터의 단점인 공진문제를 댐핑저항을 사용하지 않고도 해결할 수 있었다. 또한 과도응답특성 또한 PI 제어기에 비해 우수함을 확인하였다. 동일한 고조파 특성을 기준으로 정한다면 L 대신 LCL 필터를 사용함으로써 인덕터의 사이즈를 줄일 수 있다.

본 연구는 산업자원부의 지원에 의하여 기초전력연구원(R-2005-7-067) 주관으로 수행된 과제임

참 고 문 헌

- [1] Jae-Seok. Noh, Jaeho. Choi, "교류 입력측 LCL 필터

구조 전압형 PWM 컨버터의 설계", *전력전자학회 논문지* 제7권 제5호, pp. 490-498, 2002.

- [2] M. Liserre, A. Dell'Aquila, and F. Blaabjerg, "Stability improvements of an LCL-filter based three-phase active rectifier", *IEEE PESC. proc.*, Vol. 3, pp. 1195-1201, 2002, June.
- [3] M. Liserre, A. Dell'Aquila, and F. Blaabjerg, "Genetic algorithm-based design of the active damping for an LCL-filter three-phase active rectifier", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 19, No. 1, pp.76-86, 2004, Jan.
- [4] Twining, Erika, and D.G. Holmes, "Grid current regulation of a three-phase voltage source inverter with an LCL input filter", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 18, No. 3, pp. 888-895, 2003, May.
- [5] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre, and A. Dell'Aquila, "A stable three-phase LCL-filter based active rectifier without damping", *IEEE IAS Conf. proc.*, Vol. 3, pp. 1552-1557, 2003, Oct.
- [6] Tzann-Shin. Lee, "Input-output linearization and zero-dynamics control of three-phase AC/DC voltage-source converters", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 18, No.1, pp.11-22, 2003, Jan.
- [7] L. Yacoubi, K. Al-Haddad, L.-A. Dessaint, and F. Fnaiech, "Linear and nonlinear control techniques for a three-phase three-level NPC boost rectifier," *IEEE Trans. Ind. Electr.*, Vol. 53, No. 6, pp.1908-1918, 2006, Dec.
- [8] J. E. Slotine and W. Li, "Applied nonlinear control", Prentice Hall, pp.207-271, 1991.
- [9] M. M. Seron, S. F. Graebe, and G. C. Goodwin, "All stabilizing controllers, feedback linearization and anti-windup: a unified review," in American Control Conference, pp.1685-1689, 1994.
- [10] S. Derksen, and D. Reefman, "Load current estimation for control algorithms in buck converter", *Power Electron and Appl.*, 2005 European Conference, pp.1-10, 2005, Sept.
- [11] M. Liserre, F. Blaabjerg, and S. Hansen, "Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 41, No. 5, pp. 1281-1291, 2005, Sept.-Oct.

저 자 소 개



김동억(金東億)

1978년 1월 5일생. 2005년 영남대 전기공학과 졸업. 2005년 LG 필립스 LCD 종합 공정 2팀 근무. 현재 동 대학원 전기공학과 석사과정.



이동춘(李東椿)

1963년 2월 20일생. 1985년 서울대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1987년~1988년 대우중공업 중앙연구소 주임연구원. 1998년 미국 텍사스 A&M Univ. 방문연구교수. 2004년 미국 Univ. of Wisconsin - Madison 방문연구교수. 현재 영남대 전기공학과 교수. 당 학회 평의원.



김흥근(金興根)

1956년 4월 24일. 1980년 서울대 전기공학과 졸업. 1982년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1990년~1991년 미국 Univ. of Wisconsin - Madison 방문연구교수. 2006년 미국 Michigan State Univ. 방문연구교수. 현재 경북대 전자전기컴퓨터학부 교수. 당 학회 부회장.